

# Радиационно-стойкие инструментальные усилители на АБМК

А.Е. Титов<sup>1</sup>, О.В. Дворников<sup>2</sup>

<sup>1</sup>ЦП СБИС «система на кристалле» при ТТИ ЮФУ, МНТЦ «МикАн», alehan\_26rus@mail.ru

<sup>2</sup>ОАО «МНИПИ», Беларусь, г. Минск, МНТЦ «МикАн», oleg\_dvornikov@tut.by

**Аннотация** — Рассматриваются результаты проектирования структурно-оптимальных принципиальных схем радиационно-стойких инструментальных усилителей на базе мультидифференциальных операционных усилителей, обладающих высокими метрологическими свойствами в условиях радиационного воздействия. Показано, что использование радиационно-стойких мультидифференциальных операционных усилителей на компонентах АБМК в структуре инструментальных усилителей позволяет получить высокие качественные показатели этих устройств при воздействии гаммы дестабилизирующих факторов. Приводятся результаты моделирования принципиальных схем инструментальных усилителей.

**Ключевые слова** — радиационная стойкость, инструментальный усилитель, МОУ, коэффициент ослабления синфазного сигнала, АБМК.

## I. ВВЕДЕНИЕ

Создание радиационно-стойких аналоговых и аналого-цифровых интерфейсов (АИ и АЦИ) смешанных систем в корпусе (СвК), ориентированных на взаимодействие с чувствительными элементами (сенсорами) мостового типа, предполагает применение инструментальных усилителей (ИУ) как с фиксированными, так и управляемыми параметрами, выполняющих функции подавления синфазного сигнала и усиление дифференциального напряжения. Эти устройства являются основой как для аналоговых портов, так и для целого класса сложно-функциональных блоков (СФ-блоков) СвК. Как с экономической, так и с технической точек зрения, такие СФ-блоки в виде полупроводниковых кристаллов целесообразно ориентировать на технику соответствующих аналоговых базовых матричных кристаллов (АБМК), среди которых апробацию на целом классе ИС прошел биполярно-полевой АБМК\_1\_3 [1]. Как показывает практика [2], использование лишь радиационно-стойкой технологии АБМК без изменения структуры ИУ и схемотехники ряда узлов не позволяет обеспечить бесперебойную работу устройства в условиях радиационного воздействия свыше 50крад, поэтому необходимо дальнейшее развитие схемотехнических решений, направленных на повышение качественных показателей устройства при воздействии дозы радиации, потока нейтронов, температуры.

## II. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Классическая структура инструментального усилителя включает в себя три операционных усилителя

(ОУ) и семь прецизионных резисторов [3] и характеризуется высокой погрешностью коэффициента передачи синфазного напряжения (1), который в соответствии с результатами работы [4] непосредственно определяется погрешностью резистивных элементов ( $\Theta_R$ ) активного сумматора (рис. 1).

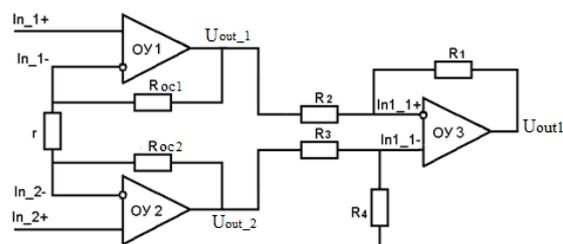


Рис. 1. Классическая структура ИУ

Коэффициент передачи синфазного сигнала  $K_{сн}$  в таком инструментальном усилителе зависит от погрешности соотношений резистивных элементов в структуре сумматора [4]

$$K_{сн} \approx \Theta_R. \quad (1)$$

Так, в условиях радиационного воздействия изменение номиналов резистивных элементов для технологии АБМК составляет 1,5%, что приведет к значительному (до 30дБ) снижению коэффициента ослабления синфазного сигнала  $K_{оссн}$ .

Кроме того, погрешность синфазных напряжений  $U_{сн}$  на выходе операционных усилителей ОУ1 и ОУ2 зависит от погрешности отношения резисторов  $R_{oc1}, R_{oc2}$  и  $r$  (рис. 1). В [4] показано, что для обеспечения независимости этих напряжений необходимо реализовать высокий коэффициент ослабления синфазного сигнала  $K_{оссн}$  во входных каскадах ОУ1 и ОУ2. Максимальное напряжение на выходах ОУ1 и ОУ2 будет определяться из следующих соотношений

$$U_{out_1} = U_{сн} - \frac{R_{oc1}}{r} U_d, U_{out_2} = U_{сн} + \frac{R_{oc2}}{r} U_d, \quad (2)$$

где  $U_{сн}$  - синфазное напряжение на выходе ОУ1 или ОУ2,  $U_d$  - дифференциальное напряжение на входе ИУ.

В [4] показано, что даже при идеальных резистивных элементах и линейных ОУ предельное значение

коэффициента передачи синфазного напряжения зависит от  $K_{осч}$  операционных усилителей.

### III. ИНСТРУМЕНТАЛЬНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ НА БАЗЕ МОУ

Решением указанных проблем является использование в структуре радиационно-стойкого ИУ мультидифференциального операционного усилителя (МОУ) на компонентах биполярно-полевого АБМК\_1\_3 (рис. 2).

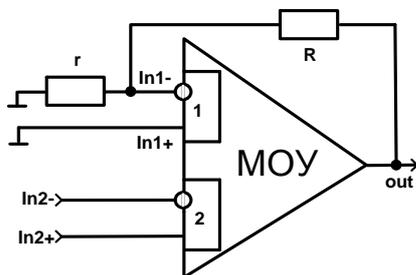


Рис. 2. Инструментальный усилитель на одном МОУ

Преимуществом такого инструментального усилителя является относительно небольшое энергопотребление за счет использования в его структуре только одного активного элемента. Реализуемый дифференциальный коэффициент определяется соотношением

$$K_d = \left(1 + \frac{R}{r}\right), \quad (3)$$

причем

$$K_{сн} = K_{осч} \cdot K_d, \quad (4)$$

$$U_{др} = E_{см} \cdot K_d, \quad (5)$$

где  $E_{см}$  – ЭДС смещения нуля, таким образом, максимально реализуемый дифференциальный коэффициент усиления ИУ будет ограничиваться допустимым значением напряжения дрейфа нуля  $U_{др}$  и коэффициента передачи синфазного напряжения  $K_{сн}$ .

Как видно из (4) даже реализация высокого коэффициента ослабления синфазного сигнала не позволит существенно повысить дифференциальный коэффициент усиления схемы ИУ в силу доминирующего влияния  $K_d$  на напряжение дрейфа нуля схемы (5).

Таким образом, успешная реализация радиационно-стойкого инструментального усилителя связана с разработкой мультидифференциального ОУ, в структуре которого схемотехнические решения должны быть направлены на минимизацию  $E_{см}$ .

С этой целью в разработанном мультидифференциальном операционном усилителе минимизировано количество каскадов усиления, причем во входных дифференциальных каскадах дополнительно введены динамические нагрузки, работа которых направлена на повышение статического коэффициента усиления

МОУ, что и приводит к уменьшению ЭДС смещения нуля.

Кроме того, для технологии радиационно-стойкого АБМК наибольшей радиационной стойкостью обладают полевые p-JFET и биполярные n-p-n транзисторы, а наименьшей – боковые транзисторы p-n-p типа (при нейтронном облучении возникает деградация коэффициента усиления тока базы [6]). Поэтому при построении мультидифференциальных операционных усилителей необходимо исключить возможность применения p-n-p транзисторов в режимах задающих частях схемы. Так, в разработанном радиационно-стойком МОУ реализация источников тока осуществлялась на n-p-n транзисторах, причем ток задавался “снизу”, а также пересмотрены традиционные решения по проектированию динамических нагрузок.

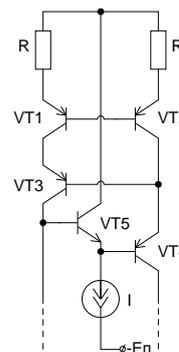


Рис. 3. Динамическая нагрузка с n-p-n транзистором

На рис. 3 показан вариант динамической нагрузки (ДН) на n-p-n с введенным транзистором n-p-n VT5 для стабилизации режимов работы при воздействии радиации. В такой структуре дифференциальное сопротивление ДН, а также стабилизация режимов её работы при радиационном воздействии определяется параметрами n-p-n транзистора.

Не менее существенным фактором является изменение режимов работы основных РАДЖ транзисторов при воздействии гаммы дестабилизирующих факторов, что вызвано изменением токов, протекающих во входных цепях усилителя. Поэтому в структуре разработанного радиационно-стойкого МОУ предусмотрена стабилизация входных токов в условиях воздействия радиации с помощью введенных дополнительных контуров обратных связей. Кроме этого, увеличение этих токов ( $\geq 250\text{мкА}$ ) способствует повышению линейности входных цепей МОУ при воздействии гаммы дестабилизирующих факторов.

Совокупность указанных особенностей позволила разработать набор мультидифференциальных ОУ для реализации радиационно-стойких ИУ.

Результаты моделирования инструментального усилителя на базе такого МОУ (рис. 2) в среде PSpice при  $K_d=20\text{дБ}$  приведены в таблице 1. Таким образом, разработанный инструментальный усилитель способен

бесперебойно работать в условиях воздействия гамма излучения до 500 крад, потока нейтронов до  $5 \cdot 10^{13}$  н/см<sup>2</sup> и в диапазоне температур от  $-40^\circ\text{C}$  до  $+80^\circ\text{C}$ , но, как это и отмечалось ранее, доминирующим фактором, определяющим результирующую погрешность, является дрейф нуля схемы. Следовательно, основным недостатком такой реализации инструментального усилителя является зависимость напряжения дрейфа нуля от реализуемого дифференциального коэффициента усиления.

#### IV. Двухканальный инструментальный усилитель на базе МОУ

Для независимости напряжения дрейфа нуля от реализуемого дифференциального коэффициента усиления необходимо использовать классическую двухканальную структуру (рис. 1), где сумматор и каналные ОУ выполнены на базе МОУ (рис. 3), что позволяет исключить резистивные элементы из структуры сумматора и повысить ослабление синфазного напряжения.

Напряжение дрейфа нуля такого инструментального усилителя определяется следующим соотношением:

$$U_{др.ИУ} = U_{др.МОУ1} - U_{др.МОУ2} + U_{др.МОУ3}, \quad (7)$$

тогда с учетом того, что ИУ, включающий все МОУ, выполняется на одном кристалле, а МОУ3 использует-

ся только в качестве сумматора ( $K_{д.МОУ3} = 1$ ), можно утверждать

$$U_{др.ИУ} = U_{др.МОУ3} = K_{д.МОУ3} E_{см.МОУ3} = E_{см.МОУ3} \cdot (8)$$

Таким образом, при радиационном воздействии напряжение дрейфа нуля ИУ будет зависеть только от ЭДС смещения МОУ3.

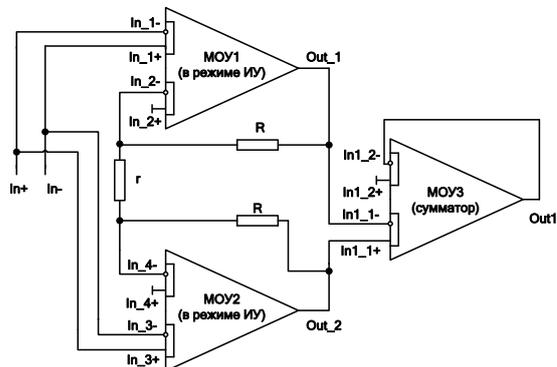


Рис. 4. Двухканальный ИУ на базе МОУ

Кроме того,

$$K_{сн} = \frac{R}{r} (K_{оссч1} - K_{оссч2}) K_{оссч3}, \quad (9)$$

где  $K_{оссчi}$  - коэффициент ослабления синфазного сигнала i-го МОУ дополнительно уменьшается активным

Таблица 1

Результаты моделирования инструментального усилителя рис. 2

воздействие \ параметр	$K_{д}$ , дБ	$f_{гр\_д}$ , МГц	$K_{сн}$ , дБ	$f_{гр\_сн}$ , кГц	$U_{др}$ , мкВ	$v$ , В/мкс	$t_n$ , мкс	$U_{вх-}$ , В	$U_{вых-}$ , В	$U_{вх+}$ , В	$U_{вых+}$ , В
$F_n = 0, D = 0, t^\circ = 0$	20	2,9	-117	3,5	-338	39 86	0,3 0,35	-0,32 0,36	3,2 -3,55	-0,23 0,32	-2,3 3,22
$F_n = 5 \cdot 10^{13}$ н/см <sup>2</sup>	20	3	-113	0,86	-88	73 79	0,32 0,34	-0,32 0,36	3,2 -3,55	-0,23 0,32	-2,3 3,22
$D = 100$ крад	20	3	-115	3,4	-212	80 89	0,33 0,30	-0,32 0,38	3,22 -3,80	-0,23 0,32	-2,3 3,20
$D = 500$ крад	20	2,8	-141	0,07	-5,3	75 82	0,30 0,26	-0,33 0,38	3,2 -3,78	-0,23 0,32	-2,26 3,20
$t^\circ = -40^\circ\text{C}$	20	3,5	-147	0,12	-8,6	89 102	0,26 0,29	-0,32 0,38	3 -3,80	-0,30 0,30	-3 3
$t^\circ = +80^\circ\text{C}$	20	2,5	-109	4,3	-577	66 68	0,56 0,29	-0,30 0,38	3,2 -3,40	-0,16 0,32	-1,6 3,20
$F_n = 5 \cdot 10^{13}$ н/см <sup>2</sup> , $D = 500$ крад, $t^\circ = -40^\circ\text{C}$	20	3,1	-106	4,7	+327	61 84	0,30 0,30	-0,31 0,36	3,1 -3,58	-0,30 0,30	-3 3
$F_n = 5 \cdot 10^{13}$ н/см <sup>2</sup> , $D = 500$ крад, $t^\circ = +80^\circ\text{C}$	20	2,4	-109	7,9	-241	56 60	0,56 0,29	-0,31 0,35	3,1 -3,54	-0,17 0,32	-1,68 3,20

Примечание:  $\delta_{K_{д}}$  - погрешность дифференциального коэффициента усиления  $< 0,2\%$ ,  $K_{д}$  - коэффициент усиления дифференциального сигнала,  $f_{гр\_д}$  - граничная частота  $K_{д}$ ,  $K_{сн}$  - коэффициент ослабления синфазного напряжения,  $f_{гр\_сн}$  - граничная частота  $K_{сн}$ ,  $U_{др}$  - напряжение дрейфа нуля усилителя,  $v$  - скорость нарастания импульса по положительному и отрицательному фронтам,  $t_n$  - длительность переходного процесса выходного сигнала,  $U_{сн} = -2,5/+5\text{В}$  - допустимые входные напряжения при подаче синфазного сигнала на входы усилителя,  $U_{вх-}$  и  $U_{вых-}$  - входные и выходные граничные напряжения при подаче дифференциального сигнала на отрицательный вход усилителя соответственно,  $U_{вх+}$  и  $U_{вых+}$  - входные и выходные граничные напряжения при подаче дифференциального сигнала на положительный вход усилителя соответственно,  $E_n = \pm 5\text{В}$  - напряжения питания,  $I_n = \pm 15\text{мА}$  - токи потребления.

Результаты моделирования инструментального усилителя рис. 4

воздействие \ параметр	$K_d$ , дБ	$f_{гр\_д}$ , кГц	$K_{сн}$ , дБ	$f_{гр\_сн}$ , кГц	$U_{др}$ , мкВ	$v$ , В/мкс	$t_{п}$ , мкс	$U_{вх-}$ , мВ	$U_{вх-}$ , В	$U_{вх+}$ , мВ	$U_{вх+}$ , В
$F_n = 0, D = 0, t^\circ = 0$	60	53	-140	1,4	-173	0,8	14	-3	2,96	-1,6	-1,62
$F_n = 5 \cdot 10^{13} \text{ н/см}^2$	60	51	-140	1,4	-44	0,75	12	-3	2,96	-1,6	-1,62
$D = 100 \text{ крад}$	60	53	-140	1,4	-108	0,8	10	-3	2,96	-1,5	-1,52
$D = 500 \text{ крад}$	60	50	-140	1,45	-3	0,75	12	-3	2,96	-1,5	-1,51
$t^\circ = -40^\circ \text{ C}$	60	63	-140	1,6	-5	0,85	9	-3	2,96	-1,0	-1,0
$t^\circ = +80^\circ \text{ C}$	60	46	-140	2,6	-287	0,75	10	-3	2,96	-1,68	-1,69
$F_n = 5 \cdot 10^{13} \text{ н/см}^2, D = 500 \text{ крад}, t^\circ = -40^\circ \text{ C}$	60	56	-140	1,6	+163	0,8	10	-3	2,96	-1,0	-1
$F_n = 5 \cdot 10^{13} \text{ н/см}^2, D = 500 \text{ крад}, t^\circ = +80^\circ \text{ C}$	60	43	-140	2,6	-115	0,8	14	-3	2,96	-1,68	-1,69

Примечание:  $\delta_{K_d}$  - погрешность дифференциального коэффициента усиления  $< 0,4\%$ ,  $U_{сн} = -2,5/+5 \text{ В}$  - допустимые входные напряжения при подаче синфазного сигнала на входы усилителя,  $E_0 = \pm 5 \text{ В}$  - напряжения питания,  $I_0 = \pm 70 \text{ мА}$  - токи потребления.

сумматором. Также необходимо отметить, что использование МОУ1 и МОУ2 (рис. 4) вместо ОУ1 и ОУ2 (рис. 1) позволяет ослабить синфазное напряжение  $U_{сн}$  на входах сумматора МОУ3 и, следовательно, повысить эффективность использования амплитудной характеристики МОУ1 и МОУ2.

Результаты моделирования ИУ в среде PSpice при дифференциальном коэффициенте усиления 60 дБ представлены в табл. 2, среди которых видно, что напряжение дрейфа нуля как при реализуемом дифференциальном коэффициенте усиления, так и при любом воздействии гаммы дестабилизирующих факторов не превышает 300 мкВ (табл. 2), что, как видно из сопоставления с параметрами ИУ на одном МОУ (табл. 1), позволяет повысить  $K_d$ . Учитывая, что уравнение для максимально допустимого напряжения дрейфа нуля для n-разрядного аналого-цифрового преобразователя, используемого в АЦ-интерфейсе, имеет вид

$$U_{др} = \frac{E_0}{2^n}, \quad (10)$$

где  $E_0$  – опорное напряжение. Тогда, если  $E_0 = 2,5 \text{ В}$ , то разработанный ИУ можно использовать в микросхемных схемах с 12-разрядным АЦП с предельной методической точностью.

## V. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Интеграция предложенных в данной работе эффективных схемотехнических решений в структуре радиационно-стойких инструментальных усилителей позволила получить высокие качественные показатели этого устройства при воздействии в широких пределах всей гаммы дестабилизирующих факторов. Следует отме-

тить, что такие инструментальные усилители могут бесперебойно работать и в более жестких условиях ( $500 \text{ крад} \leq D \leq 1 \text{ Мрад}$ ), для чего необходимо дополнительно изменить режимы работы ряда активных элементов, что приведет к увеличению потребляемого тока. Разработанные инструментальные усилители по своим метрологическим свойствам не уступают современным нерадиационно-стойким аналогам (например, AD8426, Analog Devices), за исключением величины напряжения дрейфа нуля.

## ЛИТЕРАТУРА

- [1] Дворников О.В., Чеховский В.А. Аналоговый биполярно-полевой БМК с расширенными функциональными возможностями // Chip News. 1999. №2. С. 21-23.
- [2] Каталог разработок Российско-Белорусского центра аналоговой микросхемотехники / Прокопенко Н.Н., Старченко Е.И., Крутинский С.Г., Титов А.Е. и др. – Шахты: Изд-во ГОУ ВПО «ЮРГУЭС», 2010. 479 с.
- [3] Paul L. Bugyik Patent No. : US 2010/0259323 A1. Variable gain instrumentation amplifier. Date of Patent : Oct. 14, 2010.
- [4] Титов А.Е. Двухканальные прецизионные инструментальные усилители для радиационно-стойких систем на кристалле // Изв. ЮФУ. Технические науки. Таганрог: Изд-во ТТИ ЮФУ, 2010. С. 64-70.
- [5] Крутинский С.Г., Титов А.Е. Структурный синтез инструментальных усилителей на базе МОУ // Изв. ЮФУ. Технические науки. Таганрог: Изд-во ТТИ ЮФУ, 2009. С. 72-76.
- [6] Дворников О.В., Гришков В.Н. Комплексный подход к проектированию радиационно-стойких аналоговых микросхем. Ч 1. Учет влияния проникающей радиации в "Spice-подобных" программах // Сборник тр. IV Всероссийской научно-технической конференции «Проблемы разработки перспективных микро- и нанoeлектронных систем». М: ИППМ РАН, 2010. С. 301-306.